



JAPAN PATENT OFFICE

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this office.

Date of Application: June 8, 2001

Application Number: Patent Application No. 2001-174541  
[ST.10/C]: [JP2001-174541]

Applicant(s): KABUSHIKI KAISHA TOYOTA JIDOSHOKKI

March 12, 2002

Commissioner,

Japan Patent Office Kozo Oikawa

Certificate No. 2002-3016540



日 本 国 特 許 庁  
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出 願 年 月 日

Date of Application:

2001年 6月 8日

出 願 番 号

Application Number:

特願2001-174541

[ST.10/C]:

[JP2001-174541]

出 願 人

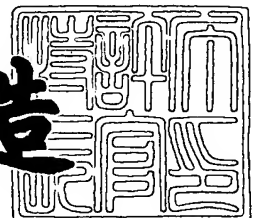
Applicant(s):

株式会社豊田自動織機

2002年 3月12日

特 許 庁 長 官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

及 川 耕 造



出証番号 出証特2002-3016540

【書類名】 特許願

【整理番号】 2001TJ020

【提出日】 平成13年 6月 8日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H02M 7/5387  
H02J 3/00

【発明者】

【住所又は居所】 愛知県刈谷市豊田町2丁目1番地 株式会社豊田自動織機製作所内

【氏名】 石原 義昭

【発明者】

【住所又は居所】 愛知県刈谷市豊田町2丁目1番地 株式会社豊田自動織機製作所内

【氏名】 坂田 世紀

【発明者】

【住所又は居所】 愛知県刈谷市豊田町2丁目1番地 株式会社豊田自動織機製作所内

【氏名】 大立 泰治

【特許出願人】

【識別番号】 000003218

【氏名又は名称】 株式会社豊田自動織機製作所

【代理人】

【識別番号】 100074099

【弁理士】

【氏名又は名称】 大菅 義之

【電話番号】 03-3238-0031

【先の出願に基づく優先権主張】

【出願番号】 特願2001- 99334

【出願日】 平成13年 3月30日

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 012542

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9005945

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 多出力電力変換回路

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 1つの直流電源から多相交流電動機と該多相交流電動機とは別の装置に出力する多出力電力変換回路において、

前記多相交流電動機の中性点にトランスを接続し、該トランスから零相電圧周波数による交流電圧を取り出し、前記別の装置に該交流電圧を出力することを特徴とする多出力電力変換回路。

【請求項 2】 前記多相交流電動機は、第 1 の三相交流モータであり、前記別の装置は、補機電源、直流モータ、又は第 2 の三相交流モータの内の何れかであること特徴とする請求項 1 に記載の多出力電力変換回路。

【請求項 3】 前記多相交流電動機の駆動制御する際の指令値を変えることで前記トランスからの交流電圧を制御することを特徴とする請求項 1 又は 2 に記載の多相電力変換回路。

【請求項 4】 1つの直流電源から多相交流電動機と該多相交流電動機とは別の装置に出力する多出力電力変換回路において、

前記多相交流電動機の中性点にトランスの一端子を接続し、該トランスのもう片方の端子を前記直流電源の 1 / 2 の電位となるところに接続し、前記トランスから零相電圧周波数による交流電圧を取り出し、前記別の装置に出力することを特徴とする多出力電力変換回路。

【請求項 5】 前記トランスと直列にコンデンサを接続することを特徴とする請求項 1 ～ 4 の何れか一項に記載の多出力電力変換回路。

【請求項 6】 1つの直流電源から多相交流電動機と該多相交流電動機とは別の装置に出力する多出力電力変換回路において、

前記多相交流電動機の中性点にコンデンサを接続し、該コンデンサから零相電圧周波数による交流電圧を取り出し、前記別の装置に該交流電圧を出力することを特徴とする多出力電力変換回路。

【請求項 7】 1つの直流電源から多相交流電動機と該多相交流電動機とは別の装置に出力する多出力変換回路において、

前記多出力交流電動機の中性点にトランスを接続し、該多出力交流電動機の中性点と該多出力交流電動機を駆動させる電流相との間にコンデンサを挿入することを特徴とする多出力交流電動機。

【発明の詳細な説明】

【 0 0 0 1 】

【発明の属する技術分野】

本発明は、1つの直流電源から2つ以上の出力を得て交流モータを駆動させたり、補機電源に充電したりする多出力電力変換回路に関する。

【 0 0 0 2 】

【従来の技術】

一般に、電気自動車内の回路内の構成として、車両駆動用の主モータや冷暖房用のヒートポンプのためのモータなどを駆動させるために、1つの電源を使用して、それらのモータを駆動させる構成であった。

【 0 0 0 3 】

すなわち、主モータを動かすための電源を他のモータなど別の装置に電流を供給するのに利用していた。

図8は、1つの電源で交流モータを駆動させ、更に、該交流モータとは別の装置を駆動させる従来の多出力電力変換回路を説明する図である。

【 0 0 0 4 】

同図において、601は、直流電源、602は、メインインバータ、603は、メインインバータ602によって3つの位相差を持つ、例えば、コンプレッサ用の三相のメイン交流モータである。メインインバータ602は、6つのスイッチング素子Tr1～Tr6で構成され、PWM制御されている。そして、直流電源601と同じラインにスイッチング回路604、トランス605、及び整流回路606を介して補機電源607が接続されている。また、別の装置として、補機電源607以外にも交流モータなど色々なものが考えられる。

【 0 0 0 5 】

【発明が解決しようとする課題】

図8に示すように、従来では、メイン交流モータ603を駆動させるための電

源を補機電源 6 0 7 への電力供給に利用するなど、交流モータを駆動させるための電源を他の装置にも利用していた。

【 0 0 0 6 】

図 8 のように、補機電源 6 0 7 への電力供給には、絶縁が必要なので、メインインバータ 6 0 2 以外に別のスイッチング回路 6 0 4 が必要になるので、回路全体の大型化という問題が発生してしまう。

そこで、本発明は、1 つの電源装置で 2 つ以上の出力を有し、且つ、小型化を可能にする多出力電力変換回路を提供することを課題とする。

【 0 0 0 7 】

【課題を解決するための手段】

本発明は、上記課題を解決するため、以下のような構成を採用した。

すなわち、本発明の一態様によれば、本発明の多出力電力変換回路は、1 つの直流電源から多相交流電動機と該多相交流電動機とは別の装置に出力する多出力電力変換回路であって、上記多相交流電動機の中性点にトランスを接続し、該トランスから零相電圧周波数による交流電圧を取り出し、上記別の装置に出力する。

【 0 0 0 8 】

ここで、上記零相電圧周波数は、上記多相交流電動機の中性点において発生する周波数のことであり、上記多相交流電動機を駆動させる周波数と異なる。また、その零相電圧周波数の大きさは、上記多相交流電動機を駆動させる周波数よりも小さくても大きくてもかまわない。

【 0 0 0 9 】

また、好適には、本発明の多出力電力変換回路は、上記多相交流電動機が、第 1 の三相交流モータ、上記別の装置が、補機電源、直流モータ、又は第 2 の三相交流モータの内の何れかであることが望ましい。

また、好適には、本発明の多出力電力変換回路は、上記多相交流電動機の駆動制御する際の指令値を変え、上記トランスに発生する交流電圧を制御することが望ましい。

【 0 0 1 0 】

また、本発明の一態様によれば、本発明の多出力電力変換回路は、1つの直流電源から多相交流電動機と該多相交流電動機とは別の装置に出力する多出力電力変換回路であって、上記多相交流電動機の中性点にトランスの一端子を接続し、該トランスのもう片方の端子を上記直流電源の $1/2$ の電位となるところに接続し、上記トランスに発生する零相電圧周波数による交流電圧を取り出し、上記別の装置に出力する。

## 【0011】

ここで、上記トランスのもう片方を上記直流電源の midpoint に接続することによって、上記トランスには直流分を含まない交流を印加することが可能となる。

また、好適には、本発明の多出力電力変換回路は、上記トランスと直列にコンデンサを接続し、直流成分をカットすることが望ましい。

## 【0012】

また、本発明の一態様によれば、本発明の多出力電力変換回路は、1つの直流電源から多相交流電動機と該多相交流電動機とは別の装置に出力する多出力電力変換回路であって、上記多相交流電動機の中性点にコンデンサを接続し、該コンデンサから零相電圧周波数による交流電圧を取り出し、上記別の装置に該交流電圧を出力する。

## 【0013】

このように、多出力電力変換回路の中性点にトランスの代わりにコンデンサを接続して交流電圧を取り出すようにしてもよい。

また、本発明の一態様によれば、本発明の多出力電力変換回路は、1つの直流電源から多相交流電動機と該多相交流電動機とは別の装置に出力する多出力変換回路であって、上記多出力交流電動機の中性点にトランスを接続し、該多出力交流電動機の中性点と該多出力交流電動機を駆動させる電流相との間にコンデンサを挿入する。

## 【0014】

ここで、コンデンサの容量を適当にし、多出力交流電動機のキャリア周波数成分の電流をコンデンサを通じてトランスへ流す。コンデンサの特性として周波数が高くなるほど、インピーダンスが低くなるので、キャリア周波数を高くしても

、トランスを流れる電流が小さくなるということがなくなり、トランスを小型化することが可能となる。

【0015】

【発明の実施の形態】

以下、本発明の実施の形態を図面を用いて説明する。尚、本実施形態では、前記した図8に示した従来の多出力電力変換回路の相違点を中心に説明するために、説明の便宜上、従来と同一の構成においては同一の符号を付して、その詳細な説明を省略する。

【0016】

図1(a)は、本発明の一実施形態である多出力電力変換回路の構成図を示す図である。601は、直流電源、602は、メインインバータ、603は、メイン交流モータ、101は、トランス、102は、整流回路、103は、補機電源である。図8における従来の多出力電力変換回路と異なる点は、メイン交流モータ603の中性点にトランス101が接続され、別の駆動装置である補機電源103が接続されているところである。補機電源103への電力の供給は、トランス101から得ている。

【0017】

同様に、図1(b)も、本発明の一実施形態である多出力電力変換回路の構成図である。直流電源601、メインインバータ602、メイン交流モータ603、トランス101、及び整流回路102は、図1(a)の回路構成図と同様であるので、符号は同じものを使用する。図1(a)と異なる点は、トランス101及び整流回路102を介して直流モータ(PCM)104が接続されているところである。図1(b)も図1(a)と同様に、メイン交流モータ603の中性点にトランス101を接続し、整流回路102を介して直流電圧を取り出している。そして、その直流電圧で直流モータ104を駆動させている。

【0018】

また、図1(c)も同様に、本発明の一実施形態である多出力電力変換回路の構成図である。図1(a)及び図1(b)と異なる点は、トランス101及び整流回路102を介して、サブインバータ105及びサブ交流モータ106が接続

されているところである。図 1 (b) も図 1 (a) 及び図 1 (b) と同様に、メイン交流モータ 6 0 3 の中性点にトランス 1 0 1 を接続し、整流回路 1 0 2 を介して直流電圧を取り出している。そして、その直流電圧をサブインバータ 1 0 5 で交流電圧に変換し、サブ交流モータ 1 0 6 を駆動させる構成である。尚、直流電源 6 0 1 は、単に直流を流す電源としてもよいし、交流電源からの交流電圧を整流して直流電圧に変換したものと考えてもよい。また、整流回路 1 0 2、補機電源 1 0 3、直流モータ 1 0 4、サブインバータ 1 0 5、及びサブ交流モータ 1 0 6 の詳細な回路構成やその説明はここでは省略する。

【 0 0 1 9 】

図 1 (a) ～ (c) の本発明の多出力電力変換回路では、メイン交流モータ 6 0 3 の中性点にトランス 1 0 1 を接続し、そのトランス 1 0 1 から交流電圧を発生させている。トランス 1 0 1 で得られる交流電圧を整流回路 1 0 2 で直流電流に変換するだけで、従来のように、スイッチング回路 6 0 4 を接続することなく、補機電源 1 0 3 に電力をためることが可能となる。このように、従来の多出力電力変換回路より部品点数を少なくすることができる。

【 0 0 2 0 】

先ず、本実施例の多出力電力変換回路において、トランス 1 0 1 から交流電圧を得ることができる理由を説明する。

図 2 (a) は、理想的なメインインバータ 6 0 2 の各アーム (u、v、w) の電圧の波形を示す図である。

【 0 0 2 1 】

図 2 (a) において、縦軸は、電圧の大きさを示しており、横軸は、時間を示している。また、 $V_{ou}$ 、 $V_{ov}$ 、 $V_{ow}$  は、それぞれメインインバータ 6 0 2 のアーム u、アーム v、アーム w の出力電流の波形を示している。そして、 $V_{0A}$  は、メインインバータ 6 0 2 の零層電圧を示している。上記  $V_{ou}$ 、 $V_{ov}$ 、 $V_{ow}$  をそれぞれ式にすると、例えば、

$$V_{ou} = V \sin \omega t + V - \textcircled{1},$$

$$V_{ov} = V \sin (\omega t - 2 / 3 \pi) + V - \textcircled{2},$$

$$V_{ow} = V \sin (\omega t + 2 / 3 \pi) + V - \textcircled{3},$$

となる。Vは、図2（a）の振幅の大きさを示し、メインインバータ602の各アームの位相は、 $2/3\pi = 120^\circ$  ずつ異なっている。

#### 【0022】

通常、図2（a）に示すメインインバータ602の各アームの電圧は、上記①、②、③のように、 $2/3\pi = 120^\circ$  ずつ位相が異なっている。このように、 $120^\circ$  ずつ電圧の位相を異ならせることで三相のメイン交流モータ603を駆動させている。そして、この時のメインインバータ602の中性点の零層電圧 $V_{0A}$ は、図2（a）'のように一定になっている。

#### 【0023】

次に、図2（b）は、実際のメインインバータ602の各アームの電流の波形を示す図である。

図2（b）において、 $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$ は、図2（a）と同様にメインインバータ602のアームu、アームv、アームwの出力電流の波形を示している。そして、 $V_{0A}'$ は、実際のメインインバータ602の零層電圧を示している。

#### 【0024】

図2（b）に示すように、実際のメインインバータ602の各アームの出力電流の波形は、メインインバータ602の制御動作の際のスイッチング動作により乱れる。これは、当業者によく知られているように、電流の高調波成分（高調波電流）であり、この高調波電流は、通常、他の電子機器の誤動作の原因になると言われており、規制の対象とすることが考えられている。したがって、本来では、高調波電流は、出来るだけ小さく抑えることが望ましいとなっている。しかし、本発明では、この高調波電流を利用して、新たに別の出力電力を得られるようにしている。

#### 【0025】

図2（b）'は、メインインバータ602の中性点における零層電圧 $V_{0A}'$ を示している。メインインバータ602のスイッチング動作によるリップル分が中性点より出ているので、メインインバータ602の中性点は、図2（b）'のような波形を持った電圧周波数となる。上述したように、このメインインバータ602のスイッチング動作による波形の乱れが高調波と呼ばれるもので、その周波

数の値は、例えば、10～20kHzであり、このメインインバータ602の中性点にトランス101を入れることで発生する交流電圧成分を取り出している。

#### 【0026】

そして、このメインインバータ602の動作制御は、後述するPWM (Pulse Width Modulation) によって行われている。三角波PWMの制御であれば、10kHzの周波数が高調波として零相部分に乗り、瞬時PWMの制御であれば、5～30kHz、スロットによる高調波であれば、0～600Hzの電圧周波数が零層部分に乗り。これら、三角波PWM、瞬時PWM、スロット高調波は、制御性が悪いので自由に希望の電圧を零相部分から取り出すことが難しい。そこで、制御性を上げるためには、トランス101の後ろにチョッパを置いたり、また、零相部分から取り出す電圧を一定にするために制御回路を置いたりする必要がある。

#### 【0027】

そして、この高調波によるメイン交流モータ603の中性点から得られる交流電圧をトランス101より取り出し、整流回路102で直流電圧に変換している。

すなわち、メイン交流モータ603を回すことによって自然的に起こるリップル分を第2の出力電源として使う。直流電源の一端（グラウンド）に対してメイン交流モータ603の中性点は、指令電圧値を変化させると、変化した分の電圧がトランス101の1次側に係る。トランス101の1次側と2次側の比は、1:nであるのでトランス101で電圧を上げてても下げててもどちらでもよい。そして、トランス101で取り出した交流は、整流回路102で整流し、その整流した電力を充電することができる補機電源103、直流モータ104、又は別のサブ交流モータ106など他の回路に出力電源としてつなぐことができる。

#### 【0028】

このように、PWMによる制御回路では、高周波スイッチング波形のためノイズを発生する。これが高調波電圧であり、メインインバータ602の中性点に交流電圧成分が乗る。

また、この高調波電圧の制御は、メインインバータ602の制御回路における

制御動作を調節する指令値を変えることによって可能である。

【0029】

図3は、メイン交流モータ603の中性点における零相電圧周波数を制御することができるメインインバータ602の制御回路の構成を示す図である。

図3において、三角波発生器301は、メインインバータ602の各スイッチング素子 $Tr1 \sim Tr6$ のスイッチング周波数を決める三角波（搬送波）信号aを出力する。コンパレータ302は、メイン交流モータ603を駆動させるための信号（正弦波）bと上記三角波発生器301で出力される信号（三角波）aとを比較して各スイッチング素子 $Tr1 \sim Tr6$ の開閉シグナルであるPWM信号を生成する。

【0030】

そして、中性点の零相電圧周波数の大きさを制御させるためには、指令値発生器303が出力する制御信号cに正弦波信号bを加える。指令値発生器303がモニタリングするのは、補機電源103の電池電圧値（12V）、モータの回転数、オンボード補機電源の入力電流値などのトランス101を介して接続される装置による。

【0031】

そして、そのメインインバータ602の中性点に接続されているトランス101の1次側コイルに流れる電流の方向が交互に変化する。すると、トランス101の1次側コイルに磁界が発生するため、トランス101の2次側コイルに、1次側コイルと2次側コイルの巻線数比に比例した交流電圧が発生する。そして、トランス101の2次側コイルに発生した交流電圧は整流回路102で整流され、補機電源103に蓄電されたり、別の交流モータ106を回したりすることができる。

【0032】

この指令値発生器303で発生する指令電圧を上述のようにモニタリングし調節することによって、メイン交流モータ603を回す周波数とトランス101にかける周波数を別々にすることができる。

すなわち、制御回路によって、制御されたメイン交流モータ603の電圧周波

数は、式にすると、例えば、

$$V_{ou} = V \sin \omega t + V + V_1 \sin \omega_1 t - \textcircled{1}' ,$$

$$V_{ov} = V \sin (\omega t - 2/3\pi) + V + V_1 \sin \omega_1 t - \textcircled{2}' ,$$

$$V_{ow} = V \sin (\omega t + 2/3\pi) + V + V_1 \sin \omega_1 t - \textcircled{3}'$$

となり、「 $V_1 \sin \omega_1 t$ 」が指令値を変えて新たに重畳させた部分を示す。

### 【0033】

図4 (a) は、電源周波数が零相電圧周波数よりも高いときの正弦波を示す図である。すなわち、 $V_o = V \sin \omega t + V + V_1 \sin \omega_1 t$  の電源角周波数  $\omega$  が零相電源角周波数  $\omega_1$  よりも大きいときの正弦波を示すものである。

図4 (a)' は、図4 (a) において、零相電圧401のみを示す図である。図4 (a)' に示すように、零相電圧401は、中性点の平均電位であるVOAを基準として+と-が交互に現れている。すなわち、①'、②'、及び③'の「うなり」となるように重畳させている。そして、メイン交流モータ603の中性点にトランス101を介することで交流電圧を得ることができる。尚、 $\omega > \omega_1$  であっても、メイン交流モータ603を駆動させる基本の電源角周波数  $\omega$  に零相角周波数  $\omega_1$  が重畳されるだけであるので、反対に、零層電圧角周波数  $\omega_1$  を電源角周波数  $\omega$  よりも大きくすることも可能である。また、この  $\omega < \omega_1$  の時、メインインバータ602より零層電圧の方が高い周波数（トランス101に十分な高い周波数）であるのでトランス101を小型化することが可能となる。また、トランス101によっては、入力電源601の入力電圧  $V_{DC}$  よりも大きい電圧を発生させることが可能となる。

### 【0034】

次に、図5 (a) は、本発明の他の実施形態である多出力電力変換回路の構成図である。

図5 (a) において、直流電源601、メインインバータ602、メイン交流モータ603、トランス101、整流回路102、補機電源103の構成は、図1 (a) における多出力電力変換回路の構成と同様である。図1 (a) と異なる点は、直流電源601の midpoint にトランス101の片側が接続されていることである。このように、1/2の電位差のところにトランス101の片方を接続すると

、トランス 1 0 1 の 1 次側に直流成分を含まない交流成分だけを直接かけることが可能となる。すなわち、図 5 ( b ) のように、メインインバータ 6 0 2 の中性点の零相電位は、0 から  $1 / 2 V_{DC}$  上がったところになる。

## 【 0 0 3 5 】

トランス 1 0 1 では、図 5 ( c ) に示すトランス 1 0 1 のヒステリシス曲線（縦軸 B : 磁束密度、横軸 H : 磁界）で示されるように、原点の近く（傾きが一番大きいところ）で一定の電流を発生させることができるので、トランス 1 0 1 の利用率が上がり、トランス 1 0 1 の効率を向上させることができる。

## 【 0 0 3 6 】

また、本発明の他の実施形態である多出力電力変換回路として、トランス 1 0 1 に直列にコンデンサをつなぐ。

このように、メイン交流モータ 6 0 3 の中性点にトランス 1 0 1 の一端子をつなぎ、更に、トランス 1 0 1 に直列にコンデンサをつなぐことで、零相電流の直流分の電流をカットすることができる。尚、コンデンサのもう片方の端子は、直流電源 6 0 1 の中点に接続する構成と当該回路の直流電源のマイナス側（グラウンド）に接続する構成とが考えられる。

## 【 0 0 3 7 】

また、本発明の他の実施形態である多出力電力変換回路として、トランス 1 0 1 の代わりにコンデンサをメイン交流モータ 6 0 3 の中性点に接続して、零相電圧周波数による交流電圧を得るようにする。

このように、コンデンサをメイン交流モータ 6 0 3 の中性点に接続する構成とすることで、上述したトランス 1 0 1 の接続の時と同様な交流電圧を得ることができる。

## 【 0 0 3 8 】

また、本発明の他の実施形態である多出力電力変換回路として、メイン交流モータ 6 0 3 のある相（アーム u、アーム v、アーム w）とメイン交流モータ 6 0 3 の中性点との間にコンデンサを挿入する。

図 6 は、メインインバータ 6 0 2 の出力の 1 つとメイン交流モータ 6 0 3 の中性点との間にコンデンサを挿入した回路図を示すものである。尚、他の実施形態

と同一の構成においては同一の符号を付して、その詳細な説明を省略する。

【 0 0 3 9 】

図 6 において、1 0 7 は、メインインバータ 6 0 2 の出力電流をトランス 1 0 1 にバイパスさせるバイパスコンデンサである。このバイパスコンデンサ 1 0 7 の一端子をメイン交流モータ 6 0 3 のアーム w に接続し、もう片方の端子をトランス 1 0 1 に接続し、メイン交流モータ 6 0 3 のキャリア周波数成分をトランス 1 0 1 に流している。

【 0 0 4 0 】

次に、図 7 は、バイパスコンデンサ 1 0 7 をメイン交流モータ 6 0 3 のある 1 相とメイン交流モータ 6 0 3 との間に挿入したときの中性点での電流波形を示す図である。図 7 ( a ) は、バイパスコンデンサ 1 0 7 を挿入しないときの中性点での電流波形を示す図であり、図 7 ( b ) は、バイパスコンデンサ 1 0 7 を挿入したときの中性点での電流波形を示す図である。

【 0 0 4 1 】

図 7 の  $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$  は、それぞれメインインバータ 6 0 2 の 3 相（アーム u、アーム v、アーム w）の出力電流を示しており、 $I_n$  は、メイン交流モータ 6 0 3 の中性点での零層電流を示している。

図 7 に示されるようなメイン交流モータ 6 0 3 を駆動させるための電流  $I_u$ 、 $I_v$ 、及び  $I_w$  は、メイン交流モータ 6 0 3 の回転数に比例した成分とメインインバータ 6 0 2 のキャリア周波数成分とから構成される。そして、中性点からトランス 1 0 1 へはキャリア周波数成分が取り出される。

【 0 0 4 2 】

このキャリア周波数は、メイン交流モータ 6 0 3 のインダクタンスのせいで、メイン交流モータ 6 0 3 の中性点から取り出される電流は小さくなってしまふ。

そこで、メイン交流モータ 6 0 3 のある相とトランス 1 0 1 との間にバイパスコンデンサ 1 0 7 を接続することで、メインインバータ 6 0 2 のキャリア周波数成分をメイン交流モータ 6 0 3 のインダクタを介さずに、トランス 1 0 1 に流すことができる。

【 0 0 4 3 】

その結果、図 7 に示すように、バイパスコンデンサ 1 0 7 を挿入したときの中性点での零層電流（図 7（b））は、バイパスコンデンサ 1 0 7 を挿入しないときの中性点での零層電流（図 7（a））より大きなものになる。

尚、図 6 では、メイン交流モータ 6 0 3 の各アーム（アーム u、アーム v、アーム w）の内のアーム w とモータの中性点との間にバイパスコンデンサ 1 0 7 を挿入する構成であるが、バイパスコンデンサ 1 0 7 を挿入する位置は、特に限定されない。また、複数のアームと中性点との間にバイパスコンデンサ 1 0 7 を挿入しても構わない。

#### 【 0 0 4 4 】

このように、メイン交流モータ 6 0 3 のある相とメイン交流モータ 6 0 3 の中性点との間にバイパスコンデンサ 1 0 7 を挿入することで、キャリア周波数である高周波成分をメイン交流モータ 6 0 3 の巻線（インダクタ）を経由せずにトランス 1 0 1 にバイパスさせることができる。バイパスコンデンサ 1 0 7 は、メインインバータ 6 0 2 のキャリア周波数において、インピーダンスが小さくなるように容量を設定することで、トランス 1 0 1 に大きな電流を流すことができる。そして、高周波電流を流すことでトランス 1 0 1 の小型化が可能となる。

#### 【 0 0 4 5 】

また、メイン交流モータ 6 0 3 の巻線に高周波成分が流れないので、メイン交流モータ 6 0 3 の鉄損が減少する。

尚、本発明の多出力電力変換回路のトランス 1 0 1 で得られる 2 次電力は、上記実施例以外の回路をつないで利用することも可能である。

#### 【 0 0 4 6 】

また、トランス 1 0 1 で得られる 2 次電力を利用して、メイン交流モータ 6 0 3 とは別の交流モータを駆動させ、更に、その交流モータの中性点にトランスをつなぎ、3 次電力を得るというように、1 つの出力電源で複数の交流モータを連続してつなぐことも可能である。

#### 【 0 0 4 7 】

また、上述では、トランスで得られる 2 次電力は、補機電源や交流モータなどの回路に出力しているが、一般に知られている負荷装置であれば、2 次電力の対

象先は特には限定されない。

【 0 0 4 8 】

【発明の効果】

本発明の多出力電力変換回路によれば、交流モータの中性点にトランスを接続することにより、その交流モータの中性点で発生する零相交流を2次出力電源の交流電流として取り出すことができるので、補機電源やモータなどの他の回路をつなげて使用する際に必要なインバータがいなくなり、全体の回路を小型化することが可能となる。

【 0 0 4 9 】

また、更に、交流モータの中性点と交流モータのある相との間にコンデンサを挿入することで、高周波数成分をトランスにバイパスすることができ、よりトランスを小型化することが可能となる。

また、交流モータの中性点にトランスの一端子を接続して2次出力電源の交流電流を取り出すようにしているので、この2次出力電源を使用してもメインのインバータや1次出力電源に影響を及ぼす心配がなくなる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

(a) ～ (c) は、本発明の一実施形態である多出力電力変換回路の構成図を示す図である。

【図 2】

(a) は、理想的なメインインバータ 6 0 2 の各アームの電流の波形を示す図である。(b) は、実際のメインインバータ 6 0 2 の各アームの電流の波形を示す図である。

【図 3】

メインインバータ 6 0 2 の制御回路の構成を示す図である。

【図 4】

電源周波数が零相電圧周波数よりも大きいときの正弦波を示す図である。

【図 5】

(a) は、本発明の他の実施形態である多出力電力変換回路の構成図である。(

b) は、トランス 1 0 1 の片側を直流電源 6 0 1 の中点に接続したときの零相電圧周波数を示す図である。(c) は、トランス 1 0 1 のヒステリシス曲線を示す図である。

【図 6】

本発明の他の一実施形態である多出力電力変換回路の構成図である。

【図 7】

(a) は、バイパスコンデンサ 1 0 7 を挿入していない時の中性点での電流周波数の大きさを示す図であり、(b) は、バイパスコンデンサ 1 0 7 を挿入した時の中性点での電流周波数の大きさを示す図である。

【図 8】

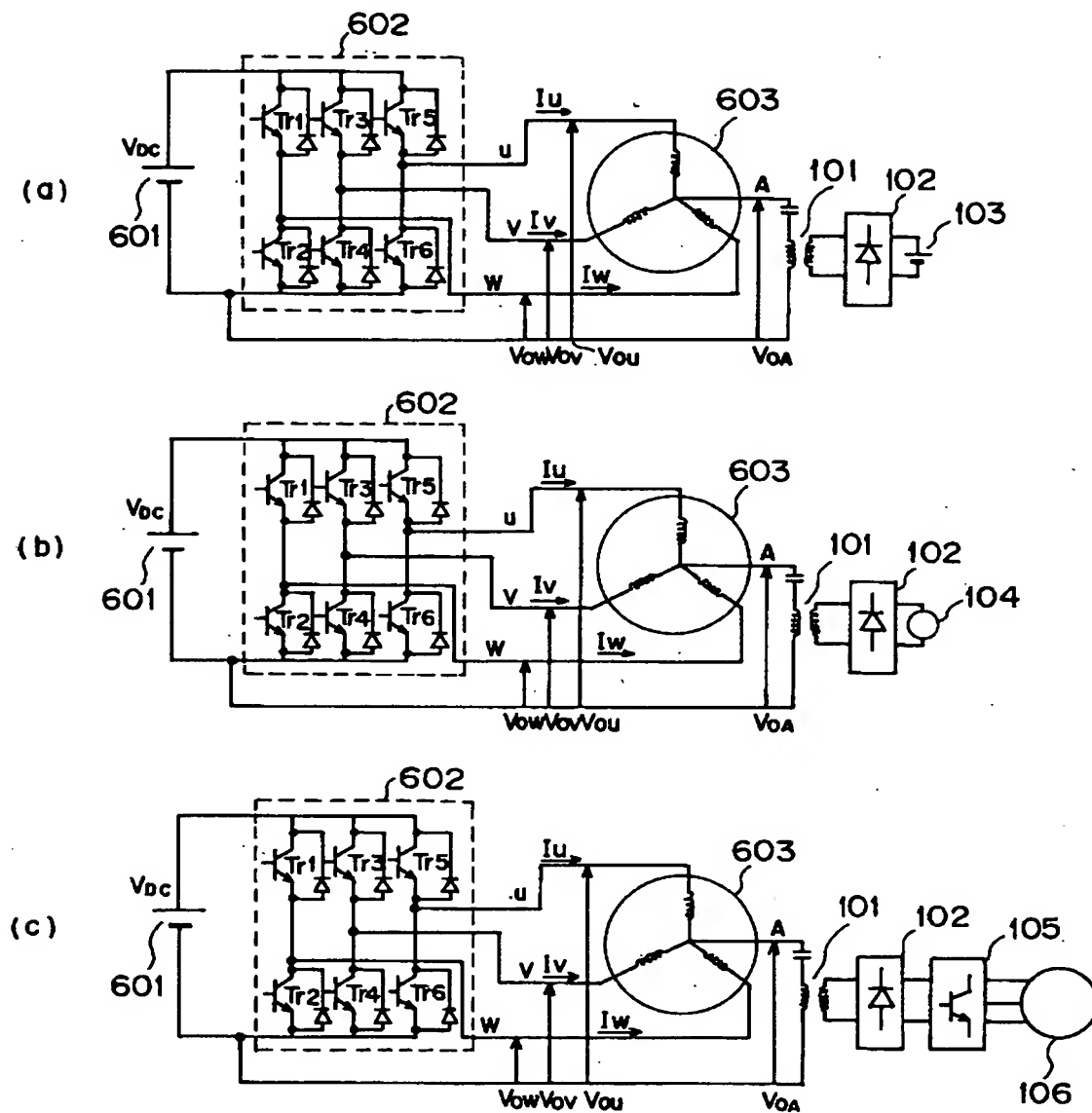
従来の多出力電力変換回路を説明する図である。

【符号の説明】

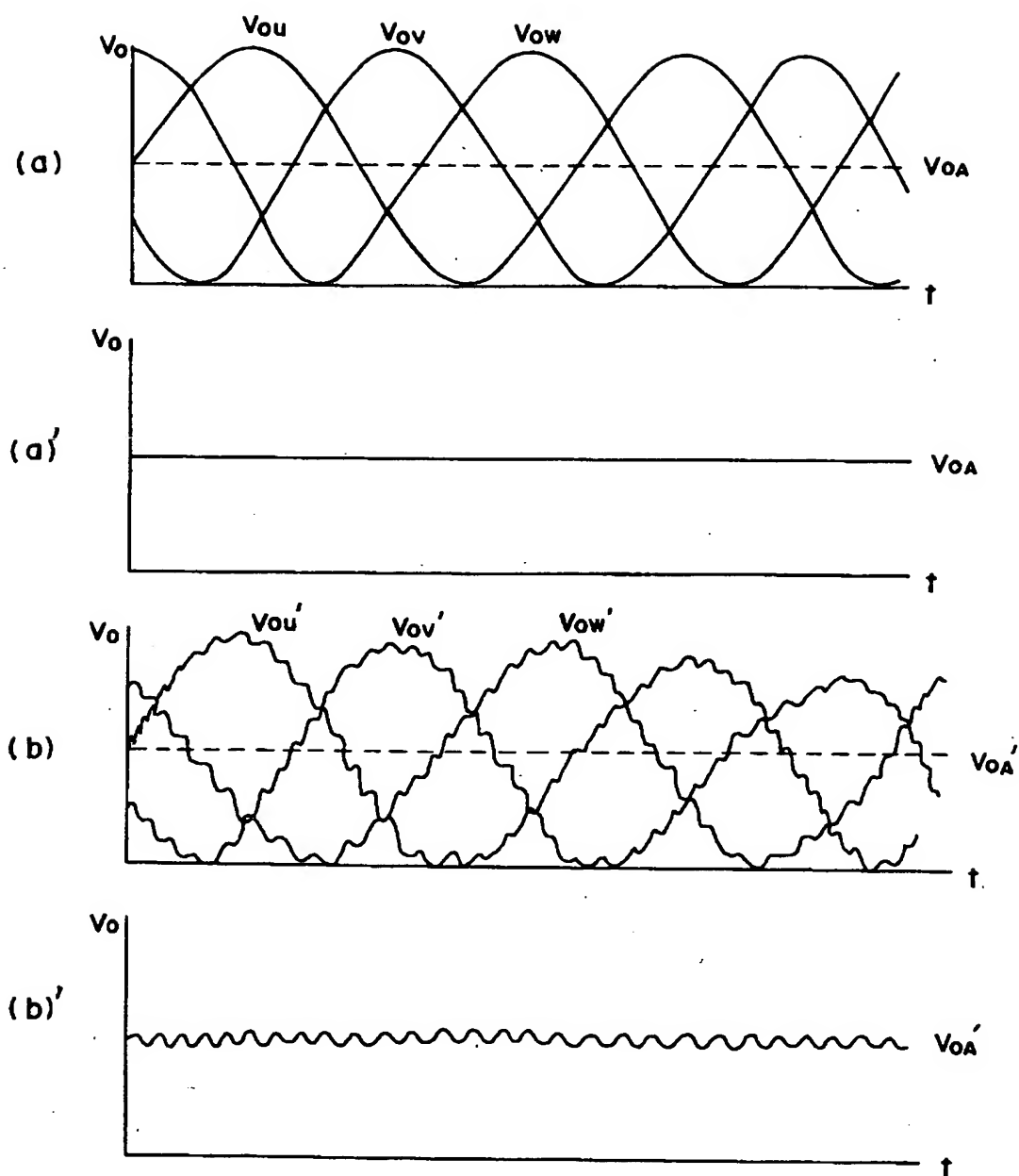
- 1 0 1    トランス
- 1 0 2    整流回路
- 1 0 3    補機電源
- 1 0 4    直流モータ
- 1 0 5    サブインバータ
- 1 0 6    サブ交流モータ
- 1 0 7    バイパスコンデンサ
- 6 0 1    直流電源
- 6 0 2    メインインバータ
- 6 0 3    メイン交流モータ
- 6 0 4    スイッチング回路
- 6 0 5    トランス
- 6 0 6    整流回路
- 6 0 7    補機電源

【書類名】 図面

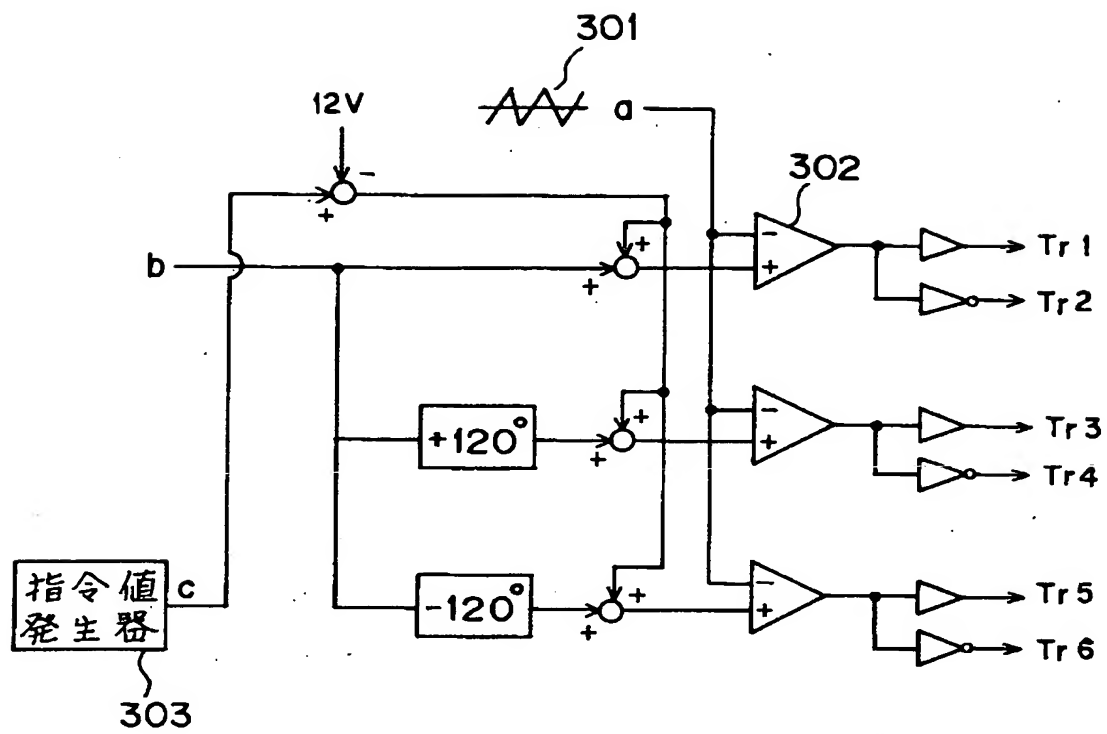
【図 1】



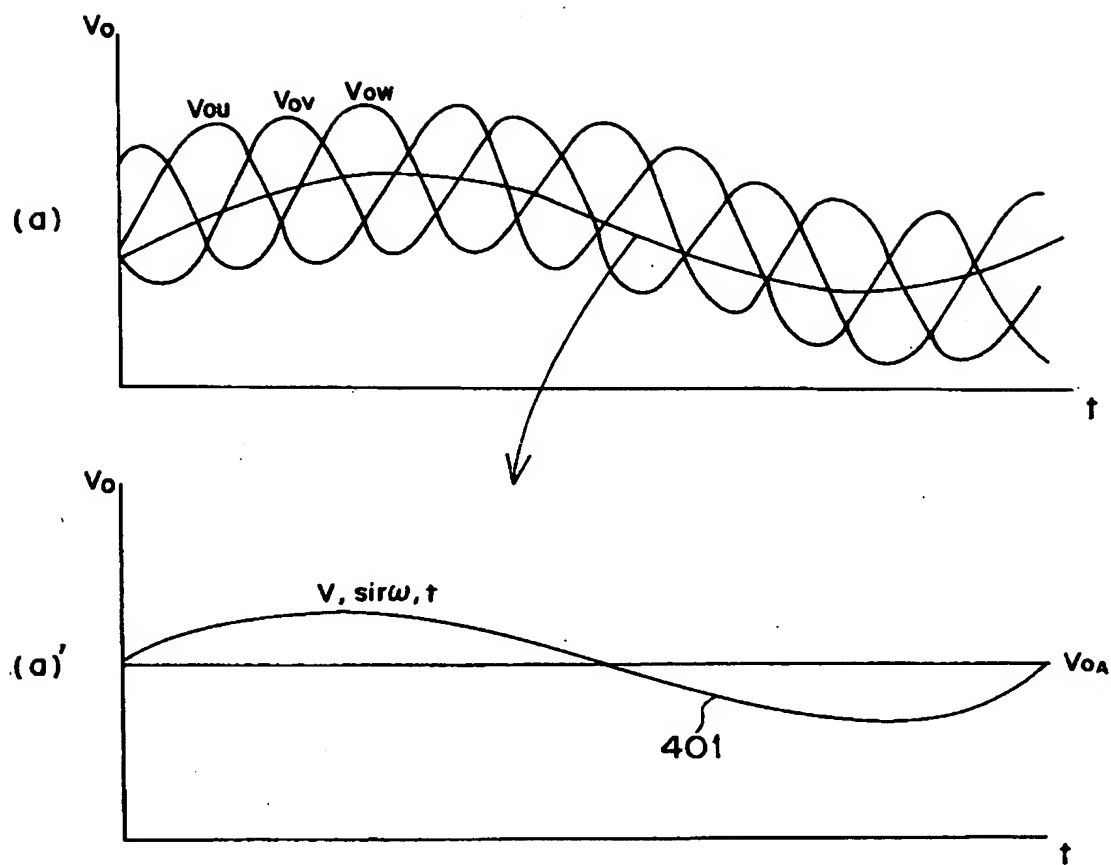
【図 2】



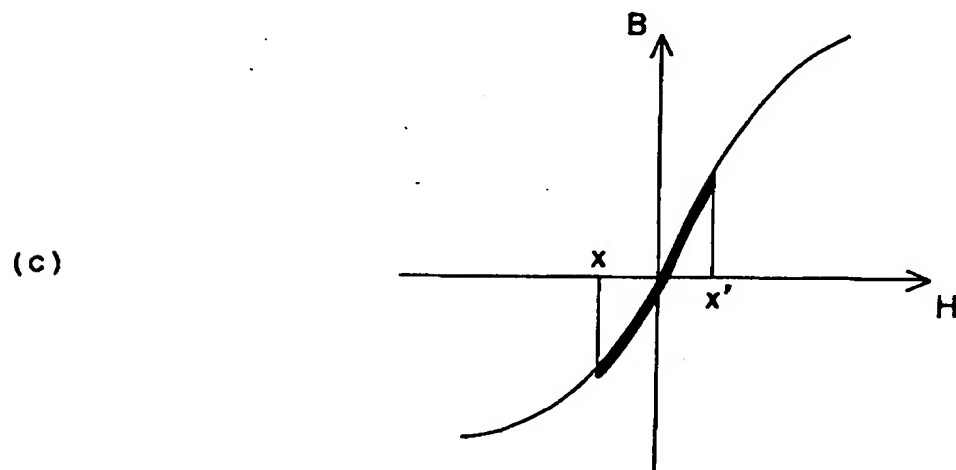
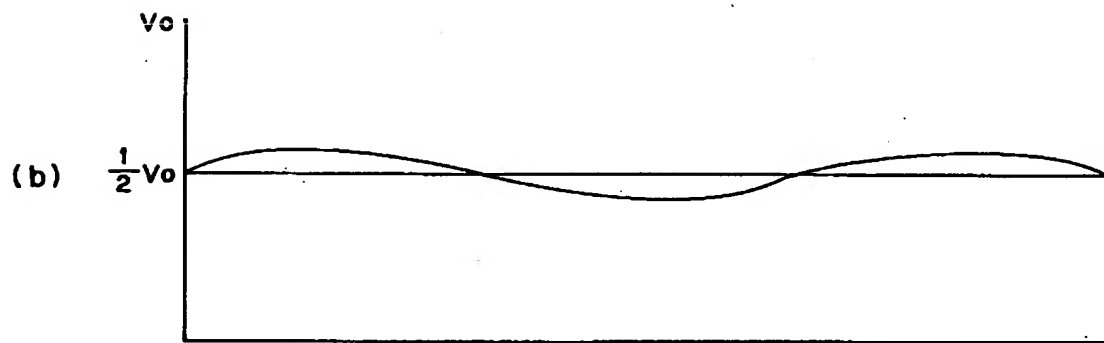
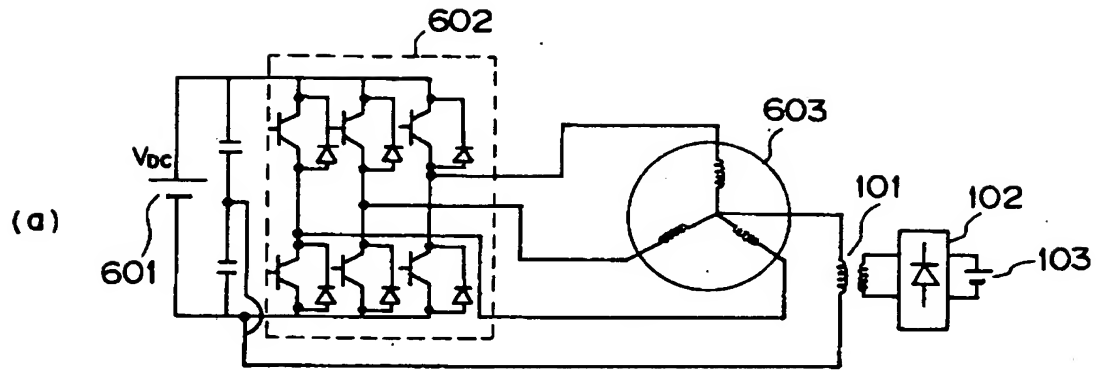
【図 3】



【図 4】



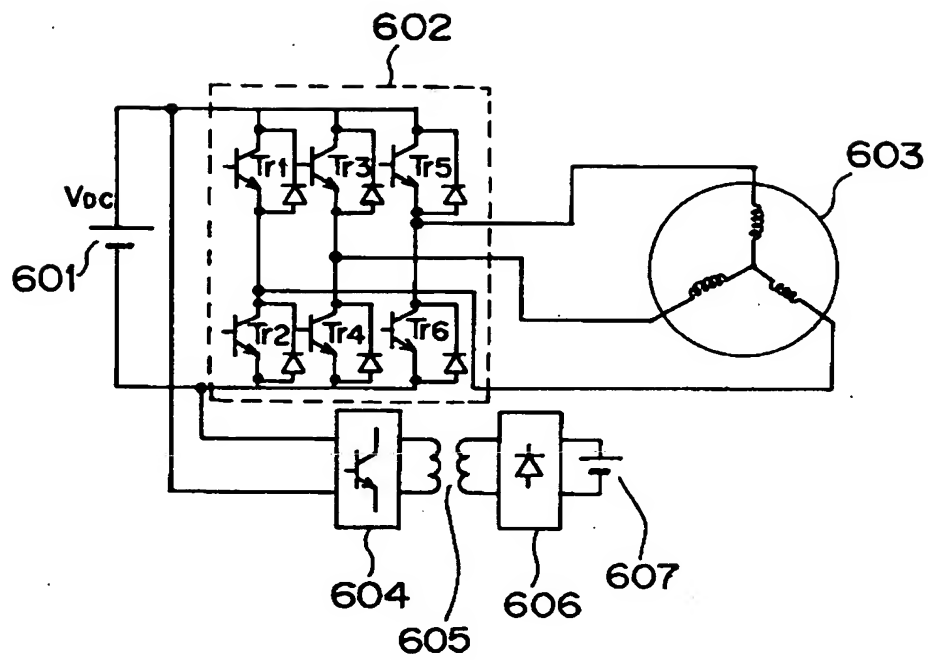
【図 5】



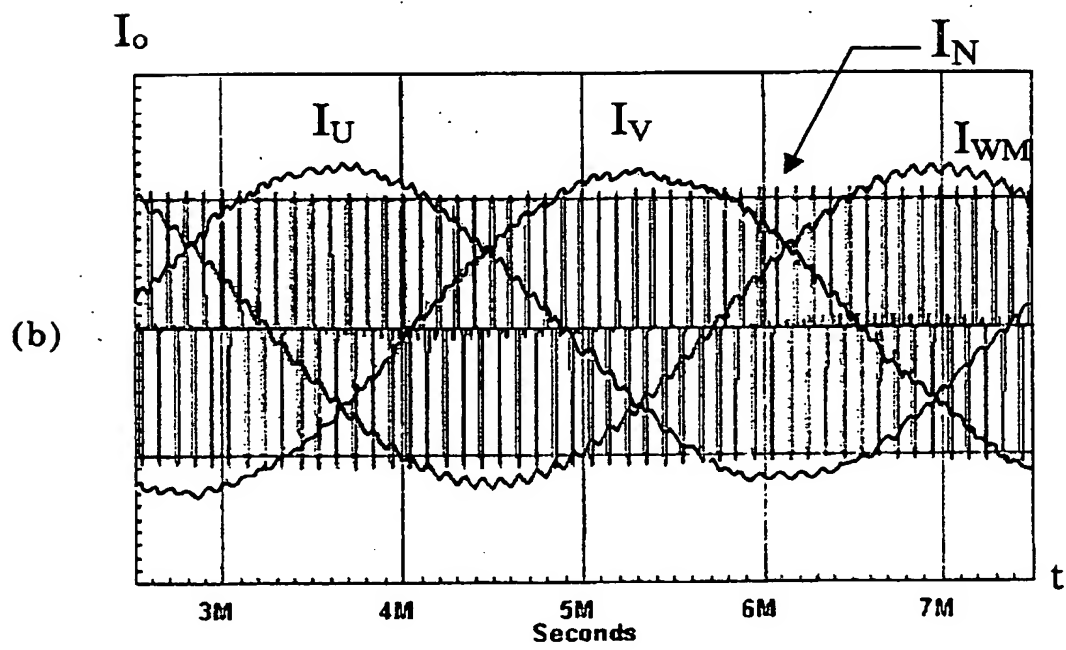
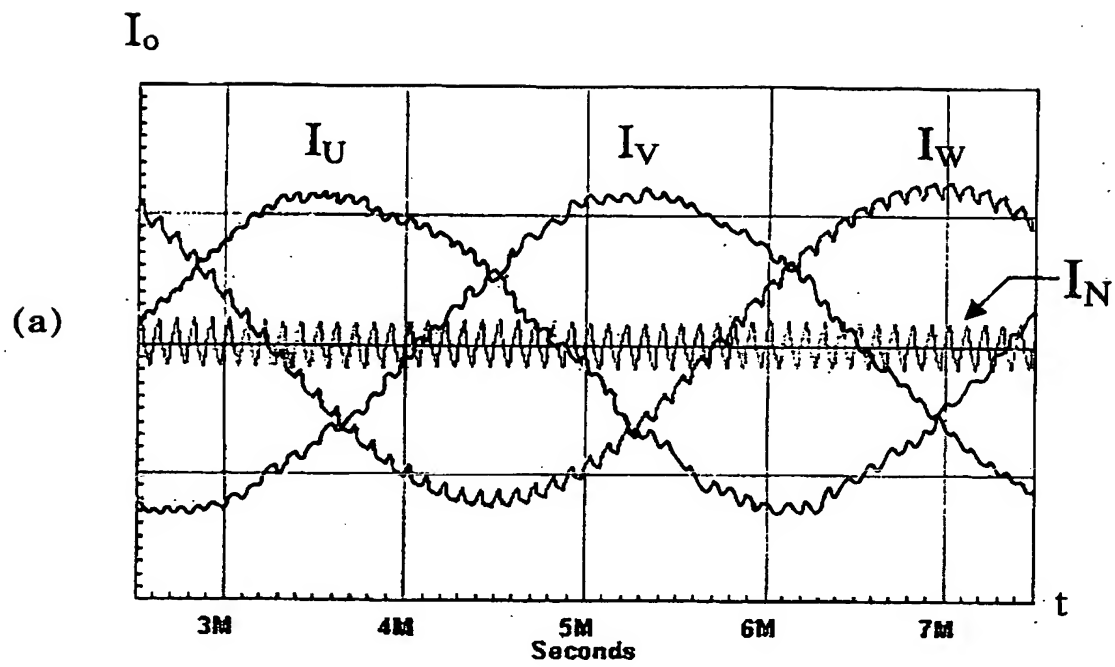
2001TJO10

5

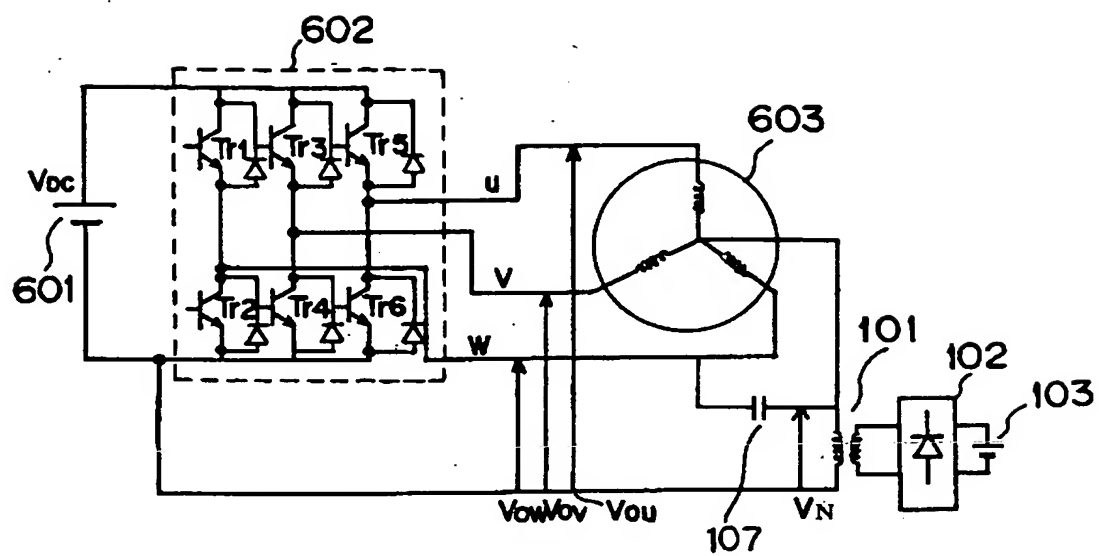
【図 6】



【図 7】



【図 8】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 1つの電源装置で2つ以上の出力を有する小型化を可能にする多出力電力変換回路を提供することを課題とする。

【解決手段】 1つの直流電源で多相交流電動機と該多相交流電動機とは別の装置とを駆動させる多出力電力変換回路において、上記多相交流電動機の中性点にトランスを接続し、該トランスから零相電圧周波数による交流電圧を取り出し、その交流電圧を上記別の装置に負荷させる。

【選択図】 図1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000003218]

1. 変更年月日 1990年 8月11日  
[変更理由] 新規登録  
住 所 愛知県刈谷市豊田町2丁目1番地  
氏 名 株式会社豊田自動織機製作所
2. 変更年月日 2001年 8月 1日  
[変更理由] 名称変更  
住 所 愛知県刈谷市豊田町2丁目1番地  
氏 名 株式会社豊田自動織機